



BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION



COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le **12 MAI 2000**

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE
26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS Cédex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04
Télécopie : 01 42 93 59 30

THIS PAGE BLANK (USPTO)

Réservé à l'INPI

DATE DE REMISE DES PIÈCES **20 JUL. 1999**
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL **9909563**
DÉPARTEMENT DE DÉPÔT **D.R.O.R.**
DATE DE DÉPÔT

20 JUL. 1999

2 DEMANDE Nature du titre de propriété industrielle

☒ brevet d'invention ☐ demande divisionnaire
☐ certificat d'utilité ☐ transformation d'une demande de brevet européen



demande initiale

☐ brevet d'invention

n° du pouvoir permanent

références du correspondant
B4401

téléphone
04 76 51 84 51

date

Établissement du rapport de recherche

☐ différé ☒ immédiat

Le demandeur, personne physique, requiert le paiement échelonné de la redevance

☐ oui ☒ non

Titre de l'invention(200 caractères maximum)

DIMENSIONNEMENT D'UN SYSTÈME À TRANSPONDEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE POUR UN FONCTIONNEMENT EN HYPERPROXIMITÉ

3 DEMANDEUR(S)

n° SIREN

code APE-NAF

Nom et prénoms (souligner le nom patronymique) ou dénomination

STMicroelectronics SA

Forme juridique

Société anonyme

Nationalité(s) **Française**

Adresse(s) complète(s)

7, Avenue Galliéni 94250 GENTILLY

Pays

FRANCE

4 INVENTEUR(S) Les inventeurs sont les demandeurs

☐ oui ☒ non Si la réponse est non, fournir une désignation séparée

5 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES

☐ requise pour la 1ère fois ☐ requise antérieurement au dépôt ; joindre copie de la décision d'admission

6 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE

pays d'origine

numéro

date de dépôt

nature de la demande

7 DIVISIONS antérieures à la présente demande n°

date

n°

date

8 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE

(nom et qualité du signataire - n° d'inscription)

Michel de Beaumont
Mandataire n°92-1016

SIGNATURE DU PRÉPOSÉ À LA RÉCEPTION

SIGNATURE APRES ENREGISTREMENT DE LA DEMANDE A L'INPI

D.R.O.R.



BREVET D'INVENTION, CERTIFICAT D'UTILITE

DÉSIGNATION DE L'INVENTEUR

(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

DIVISION ADMINISTRATIVE DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

99 09563

INPI GRENOBLE 20 JUL. 1999

TITRE DE L'INVENTION :

**DIMENSIONNEMENT D'UN SYSTÈME À TRANSPONDEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE POUR UN
FONCTIONNEMENT EN HYPERPROXIMITÉ**

LE(S) SOUSSIGNÉ(S)

CABINET MICHEL DE BEAUMONT
1 rue Champollion
38000 Grenoble

DÉSIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) (indiquer nom, prénoms, adresse et souligner le nom patronymique) :

Luc Wuidart, 12, Lotissement Le Cade, 83910 POURRIERES, FRANCE

Jean-Pierre Enguent, 6, Place de la Libération, La Valentine 13119 SAINT SAVOURNIN, FRANCE

NOTA : A titre exceptionnel, le nom de l'inventeur peut être suivi de celui de la société à laquelle il appartient (société d'appartenance) lorsque celle-ci est différente de la société déposante ou titulaire.

Date et signature(s) du (des) demandeur(s) ou du mandataire
Le 19 juillet 1999
B4401

Michel de Beaumont
Mandataire n°92-1016

**DIMENSIONNEMENT D'UN SYSTÈME À TRANSPONDEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE
POUR UN FONCTIONNEMENT EN HYPERPROXIMITÉ**

La présente invention concerne des systèmes utilisant des transpondeurs électromagnétiques, c'est-à-dire des émetteurs-récepteurs (généralement mobiles) susceptibles d'être interrogés, sans contact et sans fil, par une unité (généralement fixe) dite
5 borne de lecture et/ou d'écriture. L'invention concerne, plus particulièrement, des transpondeurs dépourvus d'alimentation autonome. Ces transpondeurs extraient l'alimentation nécessaire aux circuits électroniques qu'ils comportent du champ haute fréquence rayonné par une antenne de la borne de lecture et d'écriture.
10 L'invention s'applique à de tels transpondeurs, qu'il s'agisse de transpondeurs à lecture seule, c'est-à-dire propres à fonctionner avec une borne se contentant de lire les données du transpondeur, ou de transpondeurs à lecture-écriture qui contiennent des données qui peuvent être modifiées par la borne.

15 Les systèmes utilisant des transpondeurs électromagnétiques sont basés sur l'emploi de circuits oscillants comprenant un enroulement formant antenne, côté transpondeur et côté borne de lecture-écriture. Ces circuits sont destinés à être couplés par champ magnétique proche lorsque le transpondeur entre dans le
20 champ de la borne de lecture-écriture.

La figure 1 représente, de façon très schématique et simplifiée, un exemple classique de système d'échange de données entre une borne 1 de lecture-écriture et un transpondeur 10.

Généralement, la borne 1 est essentiellement constituée d'un circuit oscillant série, formé d'une inductance L_1 , en série avec un condensateur C_1 et une résistance R_1 , entre une borne 2 de sortie d'un amplificateur ou coupleur d'antenne (non représenté) et une borne 3 de référence (généralement, la masse). Le coupleur d'antenne fait partie d'un circuit 4 de commande du circuit oscillant et d'exploitation des données reçues comprenant, entre autres, un modulateur-démodulateur et un microprocesseur de traitement des commandes et des données. Dans l'exemple représenté à la figure 1, le point 5 de connexion du condensateur C_1 et de l'inductance L_1 constitue une borne de prélèvement d'un signal de données reçu du transpondeur 10 à destination du démodulateur. Le circuit 4 de la borne communique généralement avec différents circuits d'entrée-sortie (clavier, écran, moyen de transmission vers un serveur, etc.) et/ou de traitement non représentés. Les circuits de la borne de lecture-écriture tirent l'énergie nécessaire à leur fonctionnement d'un circuit d'alimentation (non représenté) raccordé, par exemple, au réseau de distribution électrique.

Un transpondeur 10, destiné à coopérer avec une borne 1, comporte essentiellement un circuit oscillant parallèle formé d'une inductance L_2 , en parallèle avec un condensateur C_2 entre deux bornes 11, 12 d'entrée d'un circuit 13 de commande et de traitement du transpondeur 10. Les bornes 11 et 12 sont, en pratique, reliées à l'entrée d'un moyen de redressement (non représenté) dont les sorties définissent des bornes d'alimentation continues des circuits internes au transpondeur. A la figure 1, la charge constituée par les circuits du transpondeur 10 sur le circuit oscillant a été modélisée par une résistance R_2 , représentée en pointillés, en parallèle avec l'inductance L_2 et le condensateur C_2 .

Le circuit oscillant de la borne 1 est excité par un signal haute fréquence (par exemple, 13,56 MHz) destiné à être capté par un transpondeur 10. Quand le transpondeur 10 se trouve dans le champ de la borne 1, une tension haute fréquence est engendrée aux bornes 11, 12 du circuit résonnant du transpondeur. Cette tension, après redressement, est destinée à fournir la tension d'alimentation des circuits électroniques 13 du transpondeur. Ces circuits comprennent généralement, essentiellement, un microprocesseur, une mémoire, un démodulateur des signaux éventuellement reçus de la borne 1, et un modulateur pour transmettre des informations à la borne.

La transmission d'informations du transpondeur 10 vers la borne 1 s'effectue généralement en modifiant la charge du circuit oscillant L2, C2 de sorte que le transpondeur prélève une quantité d'énergie plus ou moins importante du champ magnétique haute fréquence. Cette variation est détectée, côté borne 1, dans la mesure où l'amplitude du signal d'excitation haute fréquence est maintenue constante. Par conséquent, une variation d'énergie du transpondeur se traduit par une variation d'amplitude et de phase du courant dans l'antenne L1. Cette variation est alors détectée, par exemple, par une mesure du signal de la borne 5, soit au moyen d'un démodulateur de phase, soit d'un démodulateur d'amplitude. La variation de charge côté transpondeur est généralement effectuée au moyen d'un interrupteur électronique de commande d'une résistance ou d'un condensateur modifiant la charge du circuit oscillant. L'interrupteur électronique est généralement commandé à une fréquence (par exemple, 847,5 kHz) dite sous-porteuse, nettement inférieure (généralement avec un rapport d'au moins 10) à la fréquence du signal d'excitation du circuit oscillant de la borne 1.

Dans le cas d'une démodulation de phase par la borne 1, son démodulateur détecte, dans les demi-périodes de la sous-porteuse où l'interrupteur électronique du transpondeur est fermé, un léger déphasage (quelques degrés, voire moins d'un degré) de la porteuse haute fréquence par rapport à un signal de réf-

rence. La sortie du démodulateur restitue alors un signal image du signal de commande de l'interrupteur électronique du transpondeur, qui peut être décodé pour restituer les données binaires transmises.

5 Pour obtenir un fonctionnement correct du système, les circuits oscillants de la borne 1 et du transpondeur 10 sont généralement accordés sur la fréquence de la porteuse, c'est-à-dire que leur fréquence de résonance est réglée sur la fréquence de, par exemple, 13,56 MHz. Cet accord a pour objet de maximiser
10 le transfert d'énergie vers le transpondeur, généralement, une carte de format type carte de crédit intégrant les différents constituants du transpondeur.

Les domaines d'application des transpondeurs électromagnétiques (par exemple, des porte-monnaie électroniques, des cartes d'autorisation de passage prépayées, etc.) peuvent rendre
15 souhaitable de garantir qu'un transpondeur ne fonctionne que dans une relation de distance prédéterminée avec une borne de lecture-écriture, plus précisément, en hyperproximité, c'est-à-dire une relation généralement définie par une distance, inférieure à
20 1 cm, séparant les antennes respectives du transpondeur et de la borne de lecture-écriture.

Par exemple, dans des applications telles que le porte-monnaie électronique, il est indispensable de garantir la sécurité des transactions et d'empêcher alors à un "pirate" de venir
25 placer une borne de lecture parasite à proximité d'une borne autorisée, pour capter les informations des transpondeurs venant utiliser cette borne autorisée. Dans ce cas, on doit garantir qu'un transpondeur ne fonctionnera que dans une relation d'hyperproximité avec la borne.

30 Toutefois, dans les systèmes classiques, la téléalimentation des transpondeurs présente un "trou", c'est-à-dire une perte de puissance de téléalimentation lorsque le transpondeur est très près de la borne. Parmi les solutions actuelles pour résoudre ce problème, on force généralement un écart minimal
35 entre les antennes L1 et L2, par exemple, en interposant une cale

entre l'antenne L1 et la surface du boîtier devant laquelle doit passer le transpondeur. Un inconvénient de cette solution est que le couplage ne correspond alors plus réellement à de l'hyperproximité, ce qui rend le système particulièrement vulnérable au piratage en laissant une plage de portée disponible plus grande au "pirate".

Une autre solution connue est, pour un fonctionnement en hyperproximité, d'augmenter la résistance de rétromodulation du transpondeur. Le but est alors de rendre la rétromodulation invisible par la borne si le transpondeur est trop loin, la variation de charge devenant indécélable par le démodulateur de la borne. Un inconvénient de cette solution est que, en cas de borne pirate prévue pour être capable de fournir une énergie suffisante et pourvue d'un démodulateur très sensible, le transpondeur est alors visible, même de loin, par cette borne pirate.

La présente invention vise à proposer une solution au besoin de fonctionnement en hyperproximité des systèmes à transpondeur électromagnétique.

La présente invention vise, en particulier, à proposer une solution qui permette de dédier structurellement un transpondeur et/ou une borne à un fonctionnement en hyperproximité.

Plus généralement, l'invention vise à proposer une solution qui permette de dédier structurellement un transpondeur et/ou une borne à un fonctionnement dans une relation où les antennes sont à une distance inférieure à une valeur prédéterminée l'une de l'autre.

L'invention vise également à proposer une solution qui soit particulièrement simple à mettre en oeuvre pour le fabricant et qui soit fiable dans le temps.

Pour atteindre ces objets, la présente invention prévoit un transpondeur électromagnétique du type comprenant un circuit oscillant parallèle propre à être excité par un circuit oscillant série d'une borne de lecture-écriture lorsque le transpondeur entre dans le champ de la borne, caractérisé en ce que les composants du circuit oscillant du transpondeur sont dimen-

sionnés pour que le coefficient de couplage entre les circuits oscillants respectifs de la borne et du transpondeur diminue rapidement quand la distance séparant le transpondeur de la borne devient supérieure à une valeur prédéterminée.

5 Selon un mode de réalisation de la présente invention, ladite valeur prédéterminée correspond à 1 centimètre.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, le circuit oscillant du transpondeur est dépourvu de condensateur, la capacité parasite de l'inductance jouant le rôle d'élé-
10 ment capacitif du circuit oscillant.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, une inductance du circuit oscillant parallèle est maximisée, un condensateur de ce circuit oscillant étant minimisé.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, 15 l'inductance L2 du circuit oscillant parallèle est choisie pour que la relation suivante soit respectée :

$$k_{opt} = \sqrt{\frac{R_1 L_2}{R_2 L_1}},$$

où k_{opt} représente le coefficient de couplage fournissant une tension maximale aux bornes du circuit oscillant parallèle, où R1
20 représente la résistance série du circuit oscillant série, où R2 représente la résistance équivalente du transpondeur ramenée en parallèle sur l'inductance L2, et où L1 représente l'inductance du circuit oscillant série.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, 25 les composants du circuit oscillant du transpondeur sont dimensionnés à partir d'un point de fonctionnement à distance nulle, choisi pour correspondre à un coefficient de couplage inférieur à un coefficient de couplage optimal respectant la relation suivante :

30
$$V_{2max}(k_{opt}) = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{V_g}{2},$$

où V_{2max} représente la tension aux bornes du circuit oscillant parallèle pour le couplage optimal entre les circuits oscillants, où R1 représente la résistance série du circuit oscillant série, où R2 représente la résistance équivalente du transpondeur rame-

née en parallèle sur son circuit oscillant, et où V_g représente la tension d'excitation du circuit oscillant série.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, le nombre de spires de l'inductance du circuit oscillant du transpondeur est compris entre 5 et 15.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, les valeurs respectives du condensateur et de l'inductance du circuit oscillant parallèle sont comprises entre 5 et 100 pf et entre 2 et 25 μH .

L'invention prévoit également une borne de génération d'un champ électromagnétique propre à coopérer avec au moins un transpondeur lorsque ce dernier entre dans ce champ, comprenant un circuit oscillant série de génération du champ électromagnétique, ce circuit oscillant série étant dimensionné pour que le coefficient de couplage entre les circuits oscillants respectifs de la borne et du transpondeur diminue fortement quand la distance séparant le transpondeur de la borne devient supérieure à une valeur prédéterminée.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, les composants du circuit oscillant de la borne sont dimensionnés pour respecter les conditions de fonctionnement du transpondeur.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, l'inductance du circuit oscillant de la borne comporte une seule spire.

L'invention concerne en outre un système de transmission électromagnétique sans contact entre une borne et un transpondeur.

Ces objets, caractéristiques et avantages, ainsi que d'autres de la présente invention seront exposés en détail dans la description suivante de modes de réalisation particuliers faite à titre non-limitatif en relation avec les figures jointes parmi lesquelles :

la figure 1 décrite précédemment représente, de façon très schématique, une borne de lecture-écriture et un transpon-

deur électromagnétique du type auxquels s'applique la présente invention ; et

la figure 2 représente un exemple d'évolution de la tension aux bornes du circuit oscillant d'un transpondeur en fonction de la distance le séparant d'une borne.

Pour des raisons de clarté, seuls les éléments nécessaires à la compréhension de l'invention ont été représentés aux figures et seront décrits par la suite. En particulier, les circuits de commande et d'exploitation des circuits oscillants du transpondeur et de la borne n'ont pas été détaillés et ne font pas l'objet de la présente invention.

Une caractéristique de la présente invention est de prévoir un dimensionnement particulier du circuit oscillant d'un transpondeur électromagnétique pour que celui-ci soit structurellement dédié à un fonctionnement dans lequel il est à une distance inférieure à une valeur prédéterminée d'une borne de lecture-écriture, de préférence, en hyperproximité, c'est-à-dire à moins de 1 cm.

La notion de distance à laquelle fait référence la présente invention est la distance séparant les antennes respectives L1, L2 (figure 1) d'un transpondeur 10 et d'une borne 1.

La présente invention propose donc de placer, de préférence par les dimensionnements respectifs des circuits oscillants du transpondeur et de la borne, le point de fonctionnement du système pour garantir le fonctionnement de portée souhaité à la fréquence d'accord, c'est-à-dire lorsque les fréquences de résonance des circuits oscillants correspondent sensiblement à la fréquence de la porteuse de téléalimentation (par exemple, 13,56 MHz).

La figure 2 représente l'évolution de la tension V2 aux bornes 11, 12 du transpondeur en fonction de la distance d séparant le transpondeur d'une borne de lecture-écriture.

La courbe de la figure 2 peut également être considérée comme représentant l'évolution de la tension V2 en fonction du coefficient de couplage k entre les circuits oscillants du trans-

pondeur et de la borne. En effet, le couplage entre les circuits oscillants est fonction de la distance qui sépare les antennes. Plus précisément, le coefficient de couplage k est, en première approximation, proportionnel à $1-d$. Par conséquent, dans la description qui suit, on fera référence soit à la distance soit au coefficient de couplage comme abscisse de la caractéristique de la figure 2. L'axe des abscisses représente une distance d croissante vers la droite de la figure et un coefficient de couplage k croissant vers la gauche de la figure.

La tension V_2 présente un maximum $V_{2\max}$ pour une valeur optimale du coefficient de couplage k_{opt} . Cette valeur correspond à la plus petite distance séparant les deux antennes pour laquelle la tension V_2 est maximale lorsque la fréquence correspond à la fréquence de résonance des circuits oscillants. Cette valeur correspond, selon l'invention, à une distance courte. Pour une fréquence et un dimensionnement donnés fixant les conditions de fonctionnement, la tension V_2 diminue de part et d'autre de la position de couplage optimal.

La courbe présente un point d'inflexion pour une valeur de couplage de $k_{\text{opt}}\sqrt{3}$, c'est-à-dire pour une distance inférieure à la position de couplage optimal. Côté distances inférieures, la courbe tend vers une asymptote à une position de tension minimale $V_{2\min}$. Côté distances supérieures à la position de couplage optimal, la décroissance de la tension V_2 est plus prononcée.

La relation qui lie le coefficient de couplage optimal k_{opt} et les composants des circuits oscillants est la suivante :

$$k_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{R_1 L_2}{R_2 L_1}}.$$

Un coefficient de couplage k égal à l'unité correspond à la valeur limite théorique. Par conséquent, le coefficient k_{opt} est, en pratique, toujours inférieur à 1.

Plus généralement, le coefficient de couplage k est donné par la formule $k = m / \sqrt{L_1 L_2}$, où m représente la mutuelle inductance entre les circuits oscillants. Cette mutuelle induc-

tance dépend, essentiellement, de la géométrie des antennes ou inductances L_1 et L_2 .

Une caractéristique de la présente invention est de fixer, au moyen des valeurs respectives des composants des circuits oscillants, un point de fonctionnement en distance tel que, en s'écartant de ce point de fonctionnement, le coefficient de couplage entre les circuits oscillants diminue fortement.

Ainsi, pour un fonctionnement en hyperproximité, on dimensionnera les circuits oscillants pour que le point de couplage optimal k_{opt} soit le plus possible vers la gauche de la figure, c'est-à-dire pour des distances faibles. Comme ce couplage optimal est théorique et inaccessible en pratique, on dispose alors, par le dimensionnement des circuits oscillants, de deux possibilités pour placer le point de fonctionnement réel en termes de couplage et de distance.

Selon la présente invention, on choisira que le point de distance nulle corresponde, tout en étant le plus près possible du point de couplage optimal, à un coefficient de couplage inférieur au coefficient optimal et adapté à la tension minimale requise V_{2tr} pour le fonctionnement correct du transpondeur. Cela revient à placer un point de fonctionnement à distance nulle, à droite de la position de couplage optimal sur la figure 2. Ce point correspond à un couplage réel maximal k_{max} . Ce coefficient k_{max} dépend des géométries respectives des antennes L_1 et L_2 et est, bien entendu, compris entre 0 et 1. En pratique, on notera que le coefficient de couplage réel maximal k_{max} entre deux circuits oscillants n'excède généralement pas 0,7.

Un avantage est alors de se situer dans la partie de la caractéristique tension-distance qui est de forte pente. Ainsi, dès que la distance s'écarte du point de fonctionnement par augmentation de l'écart entre les deux circuits oscillants, le coefficient de couplage diminue fortement de sorte que le transpondeur n'est alors plus alimenté. On notera bien entendu que, la distance ne pouvant être négative, le point de fonctionnement

fixé est alors le point pour lequel le couplage est maximal dans la configuration du système.

De préférence, le point de couplage réel maximal sera choisi de façon à ce que la tension V_2 correspondante ($V_2(k_{\max})$) soit légèrement supérieure à la tension minimale V_{2tr} de fonctionnement du transpondeur. Par souci de simplification, on a indiqué à la figure 2 le niveau V_{2tr} pour la position de couplage k_{\max} . A titre d'exemple particulier de réalisation, si la tension V_{2tr} est de 5 volts pour un coefficient k_{\max} de 0,2, la tension V_2 devient de 2,5 volts pour un coefficient k de 0,1.

De préférence, on choisit une valeur d'inductance L_2 du transpondeur 10 la plus élevée possible pour avoir, à la fréquence de résonance (13,56 MHz), un condensateur C_2 le plus petit possible, par exemple, de l'ordre de la dizaine de picofarads.

Un avantage d'un tel mode de réalisation est que le condensateur C_2 est ainsi plus facile à intégrer.

Un autre avantage est que l'on diminue ainsi les courants réactifs qui sont source de dissipation dans le transpondeur 10.

On notera que, alors que dans les systèmes classiques on cherche à augmenter la valeur de l'inductance L_2 du transpondeur pour augmenter la portée du système, l'invention prévoit, à l'inverse, d'augmenter cette inductance pour minimiser la portée de manière à obtenir un fonctionnement dédié en hyperproximité.

Le fait de rechercher une inductance L_2 la plus grande possible va dans le sens de rechercher un couplage le plus élevé possible pour la distance nulle. De la même façon, on cherchera à minimiser la valeur de la résistance équivalente R_2 pour toujours augmenter le coefficient de couplage en hyperproximité.

On notera que la recherche d'une inductance L_2 la plus grande possible correspond à une augmentation du nombre de tours de cette inductance (par exemple, du nombre de tours conducteurs de l'antenne L_2 réalisée sur la carte à puce formant le transpondeur). Cette augmentation du nombre de spires augmente la résis-

tance parasite de l'inductance L2. Toutefois, l'augmentation de la résistance parasite série correspond, ramenée en parallèle sur le circuit oscillant, à une diminution de la résistance R2. Cela va donc dans le bon sens pour diminuer la résistance R2.

5 Un avantage de minimiser la valeur du condensateur C2 est que cela diminue le facteur de qualité du transpondeur. En effet, le facteur de qualité d'un circuit résonnant parallèle est égal à $\omega R^2 C_2$, où ω représente la pulsation du circuit oscillant. Or, plus le facteur de qualité est faible, plus on peut augmenter
10 le débit entre le transpondeur et la borne.

 Une augmentation du débit améliore la sécurité du système par rapport à une borne de lecture pirate. En effet, un lecteur pirate se devra de disposer d'un facteur de qualité élevé pour essayer de capter les informations provenant du transpondeur
15 alors qu'il ne sera pas en hyperproximité avec celui-ci. En ayant un facteur de qualité élevé, le lecteur pirate ne pourra pas lire les informations avec un débit élevé et, par conséquent, sera inefficace.

 De plus, en diminuant le facteur de qualité côté trans-
20 pondeur, on s'affranchit du problème de "trou" de téléalimentation des systèmes classiques en hyperproximité. En effet, le fonctionnement est alors plus proche de celui d'un transformateur.

 Une caractéristique d'un mode de réalisation préféré de
25 la présente invention est, pour minimiser la valeur de la capacité C2, de supprimer le recours à un condensateur en parallèle sur l'inductance L2 et de faire jouer le rôle de ce condensateur à la capacité parasite de l'inductance. Les inventeurs ont en effet constaté que cette capacité parasite constitue la valeur
30 minimale et que cette valeur minimale varie peu avec les variations du nombre de spires de l'inductance. Par conséquent, on peut alors dimensionner l'inductance pour que sa fréquence de résonance propre corresponde à la fréquence de la porteuse. Par exemple, pour un transpondeur de format carte de crédit, une
35 antenne de 10 tours sur la carte fournit une inductance de

l'ordre de 13,5 μH , avec une capacité parasite d'une dizaine de picofarads. Un avantage de ce mode de réalisation est que l'on économise la surface nécessaire à la réalisation du condensateur. De plus, on supprime alors tout courant réactif.

5 Selon un mode de mise en oeuvre préféré de l'invention, la détermination des valeurs respectives des différents composants s'effectue de la manière suivante.

Tout d'abord, l'application et les besoins énergétiques du transpondeur fixent la tension $V_{2\text{tr}}$ qui doit être obtenue par
10 téléalimentation. Pour une tension d'excitation donnée V_g du circuit oscillant de la borne, la tension V_2 récupérée par le transpondeur est fonction des valeurs respectives de la résistance série R_1 de la borne et de la résistance équivalente R_2 du transpondeur en parallèle sur son circuit oscillant. La valeur de la
15 résistance R_2 peut être évaluée à partir des constituants (microprocesseur, régulateur, etc.) du transpondeur qui fixent le besoin de téléalimentation qui doit être préservé.

Au point de couplage optimal théorique k_{opt} , la tension $V_{2\text{max}}$ est donnée par la relation suivante :

$$20 \quad V_{2\text{max}}(k_{\text{opt}}) = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{V_g}{2}.$$

Plus généralement, la relation qui lie la tension V_2 au coefficient de couplage k peut s'écrire :

$$V_2(k) = \frac{k R_2 V_g \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}}{R_1 + k^2 \frac{L_1}{L_2} R_2}.$$

Après avoir déterminé la tension V_2 qu'il faut obtenir
25 aux bornes du condensateur C_2 , on dimensionne ce condensateur C_2 à la valeur la plus faible possible pour faciliter son intégration.

Puis, on détermine l'inductance L2 du circuit oscillant en fonction de la fréquence de résonance souhaitée, à partir de la relation :

$$L2 = \frac{1}{C2\omega^2}.$$

5 Connaissant l'inductance L2, on peut déterminer la valeur qui doit être donnée à l'inductance de l'antenne L1 de la borne afin d'optimiser le système. La relation liant ces deux valeurs pour que la courbe de la figure 2 soit respectée est, à l'accord, c'est-à-dire pour un dimensionnement fixant la fréquence de résonance à la fréquence de la porteuse de téléalimentation :

$$L1 = \frac{R1L2}{R2k^2}.$$

De préférence, la valeur de l'inductance L1 est choisie la plus faible possible, c'est-à-dire en minimisant son nombre de spires. Ainsi, selon l'invention, le nombre de spires de la borne est relativement faible, de préférence 1, et le nombre de spires du transpondeur est relativement élevé, de préférence, compris entre 5 et 15 pour un format carte de crédit.

De préférence, un transpondeur de l'invention a recours à un redressement monoalternance de la tension V2. En effet, comme le système de l'invention est prévu pour fonctionner à moindre portée, l'énergie nécessaire est également moindre.

De préférence, la borne sera pourvue d'une résistance R1 la plus forte possible pour obtenir un couplage optimal (inférieur ou égal à 1) à une distance la plus petite possible.

A titre d'exemple particulier de réalisation, pour une fréquence de porteuse de 13,56 MHz et pour une valeur de 10 picofarads pour le condensateur C2, on utilisera une antenne L2 dont l'inductance est d'environ 13,5 microhenrys. Si le microprocesseur du transpondeur requiert une tension minimale de l'ordre de 4 volts pour fonctionner, on choisira une tension V2 d'environ

5 volts pour une position de distance nulle. Les fourchettes de valeur préférées sont, par exemple, un condensateur C2 de valeur donnée comprise entre 5 et 100 picofarads et une inductance L2 de valeur donnée comprise entre 2 et 25 microhenrys.

5 On notera que le fait de fixer structurellement les valeurs respectives des composants des circuits oscillants de la borne et du transpondeur n'est pas gênant. En effet, dans la plupart des applications, un type de transpondeur donné est dédié à une borne. En particulier, les caractéristiques de fonctionne-
10 ment des systèmes à transpondeur électromagnétique font généralement l'objet de normes. Par conséquent, il n'est pas gênant de fixer de façon définitive les relations entre les circuits oscillants d'une borne et d'un transpondeur. A l'inverse, cela constitue un avantage de l'invention car on évite ainsi les risques
15 d'intervention non autorisée sur le transpondeur en vue de le pirater.

 Un avantage de la présente invention est qu'elle permet la réalisation de transpondeurs et de systèmes dédiés à un fonctionnement en hyperproximité.

20 Un autre avantage de la présente invention est qu'elle répond aux exigences de sécurité les plus sévères pour éviter le piratage d'un transpondeur.

 Bien entendu, la présente invention est susceptible de diverses variantes et modifications qui apparaîtront à l'homme de l'art. En particulier, le choix des valeurs des composants des
25 circuits oscillants est à la portée de l'homme de métier à partir des indications fonctionnelles et des relations données ci-dessus, en fonction de l'application et, en particulier, de la fréquence de la porteuse sur laquelle doivent être accordés ces
30 circuits oscillants. De plus, on notera que l'invention n'altère pas les fonctionnements respectifs du transpondeur et de la borne pour ce qui est des circuits numériques de traitement.

 Parmi les applications de la présente invention, on signalera plus particulièrement les lecteurs (par exemple, les
35 bornes ou portiques de contrôle d'accès, les distributeurs auto-

matiques de produits, les terminaux d'ordinateurs, les terminaux téléphoniques, les téléviseurs ou décodeurs satellite, etc.) de cartes à puce sans contact (par exemple, les cartes d'identification pour contrôle d'accès, les cartes porte-monnaie électronique, les cartes de stockage d'informations sur le processeur de la carte, les cartes de fidélité de consommateurs, les cartes de télévision à péage, etc.) ainsi que de telles cartes à puce.

REVENDICATIONS

1. Transpondeur électromagnétique (10) du type comprenant un circuit oscillant parallèle (L2, C2) propre à être excité par un circuit oscillant série (R1, L1, C1) d'une borne (1) de lecture-écriture lorsque le transpondeur entre dans le champ de la borne, caractérisé en ce que les composants du circuit oscillant du transpondeur sont dimensionnés pour que le coefficient de couplage (k) entre les circuits oscillants respectifs de la borne et du transpondeur diminue rapidement quand la distance (d) séparant le transpondeur de la borne devient supérieure à une valeur prédéterminée.
2. Transpondeur électromagnétique (20) selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite valeur prédéterminée correspond à 1 centimètre.
3. Transpondeur électromagnétique (20) selon la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce que son circuit oscillant est dépourvu de condensateur (C2), la capacité parasite de l'inductance (L2) jouant le rôle d'élément capacitif du circuit oscillant.
4. Transpondeur électromagnétique (10) selon la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce qu'une inductance (L2) du circuit oscillant parallèle est maximisée, un condensateur (C2) de ce circuit oscillant étant minimisé.
5. Transpondeur électromagnétique (10) selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que l'inductance L2 du circuit oscillant parallèle (L2, C2) est choisie pour que la relation suivante soit respectée :

$$k_{opt} = \sqrt{\frac{R_1 L_2}{R_2 L_1}},$$

où k_{opt} représente le coefficient de couplage fournissant une tension maximale aux bornes du circuit oscillant parallèle, où R1 représente la résistance série du circuit oscillant série (L1, C1, R1), où R2 représente la résistance équivalente du transpon-

deur ramenée en parallèle sur l'inductance L2, et où L1 représente l'inductance du circuit oscillant série.

6. Transpondeur électromagnétique (10) selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que les composants de son circuit oscillant (L2, C2) sont dimensionnés à partir d'un point de fonctionnement à distance nulle, choisi pour correspondre à un coefficient de couplage (k) inférieur à un coefficient de couplage optimal (kopt) respectant la relation suivante :

$$V_{2\max}(k_{\text{opt}}) = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{V_g}{2},$$

où V2max représente la tension aux bornes du circuit oscillant parallèle pour le couplage optimal entre les circuits oscillants, où R1 représente la résistance série du circuit oscillant série (L1, C1, R1), où R2 représente la résistance équivalente du transpondeur ramenée en parallèle sur son circuit oscillant, et où Vg représente la tension d'excitation du circuit oscillant série.

7. Transpondeur électromagnétique (10) selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que le nombre de spires de l'inductance (L2) de son circuit oscillant est compris entre 5 et 15.

8. Transpondeur électromagnétique (10) selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que les valeurs respectives du condensateur (C2) et de l'inductance (L2) de son circuit oscillant parallèle sont comprises entre 5 et 100 pf et entre 2 et 25 µH.

9. Borne (1) de génération d'un champ électromagnétique propre à coopérer avec au moins un transpondeur (10) lorsque ce dernier entre dans ce champ, comprenant un circuit oscillant série (L1, C1) de génération du champ électromagnétique, caractérisée en ce que ce circuit oscillant série est dimensionné pour que le coefficient (k) de couplage entre les circuits oscillants respectifs de la borne et du transpondeur diminue fortement quand

la distance (d) séparant le transpondeur de la borne devient supérieure à une valeur prédéterminée.

10. Borne (1) selon la revendication 9, caractérisée en ce que les composants de son circuit oscillant (R1, C1, L1) sont dimensionnés pour respecter les conditions de fonctionnement d'un transpondeur (10) conforme à l'une quelconque des revendications 1 à 8.

11. Borne (1) selon la revendication 10, caractérisée en ce que l'inductance (L1) de son circuit oscillant série (L1, C1, R1) comporte une seule spire.

12. Système de transmission électromagnétique sans contact entre une borne (1) et un transpondeur (10), caractérisé en ce que le transpondeur est conforme à l'une quelconque des revendications 1 à 8, la borne étant conforme à l'une quelconque des revendications 10 ou 11.

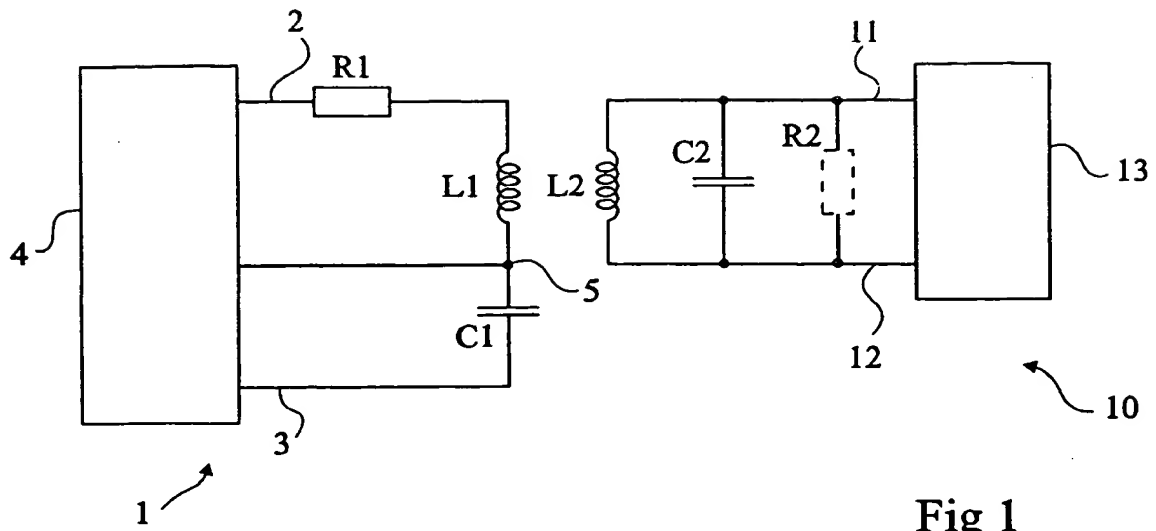


Fig 1

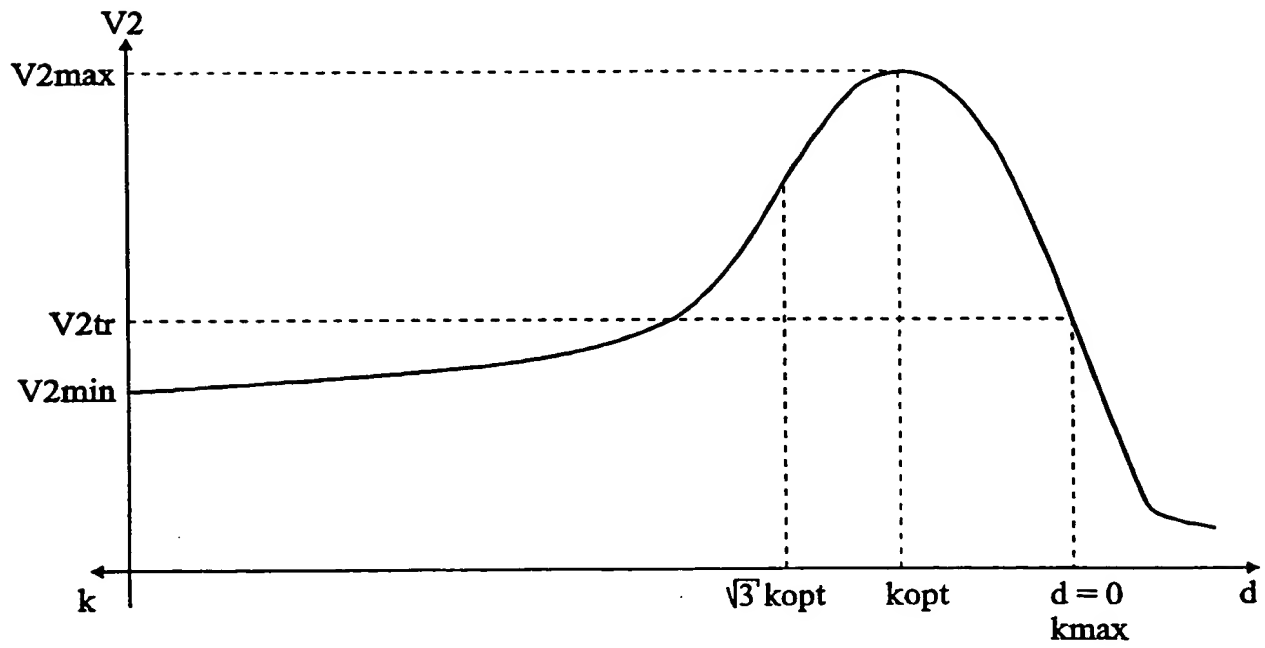


Fig 2